

(19)日本国特許庁(JP)

(12) 公開特許公報(A)

(11)特許出願公開番号

特開平6-152676

(43)公開日 平成6年(1994)5月31日

(51)Int.Cl.⁵

H 0 4 L 27/38

識別記号

庁内整理番号

F I

技術表示箇所

9297-5K

H 0 4 L 27/ 00

G

審査請求 未請求 請求項の数3(全 14 頁)

(21)出願番号 特願平4-300710

(22)出願日 平成4年(1992)11月11日

(71)出願人 000005223

富士通株式会社

神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地

(72)発明者 岩松 隆則

神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地

富士通株式会社内

(72)発明者 満田 礼秀

神奈川県川崎市中原区上小田中1015番地

富士通株式会社内

(74)代理人 弁理士 柏谷 昭司 (外1名)

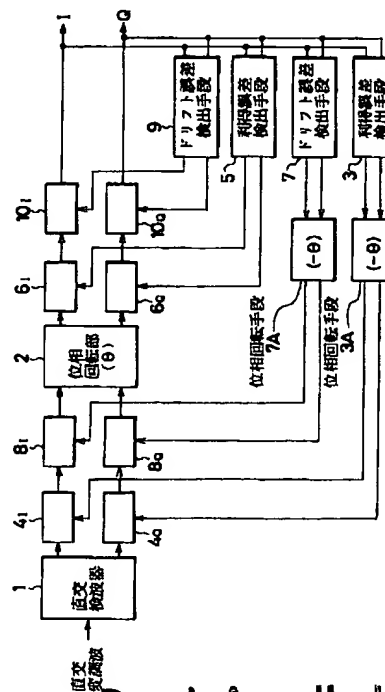
(54)【発明の名称】 準同期検波復調回路

(57)【要約】

【目的】直交変調信号を復調する準同期検波復調回路に関し、直交検波段階と、変調側での振幅と直流分の誤差に対して、補償を行うことを目的とする。

【構成】第1の振幅誤差検出手段3で、位相回転する振幅誤差を求め、第1の位相回転手段3Aで、逆の位相回転を与えて、第1の利得制御手段4_I、4_Qで、直交検波信号の振幅誤差を補償し、第2の振幅誤差検出手段5で位相回転しない振幅誤差を求め、第2の利得制御手段6_I、6_Qで、位相回転後の信号の振幅誤差を補償する。また、第1のドリフト検出手段7で、位相回転するドリフト誤差を求め、第2の位相回転手段7Aで、逆の位相回転を与え、第1のドリフト補償手段8_I、8_Qで、直交検波信号のドリフト誤差を補償し、第2のドリフト検出手段9で、位相回転しないドリフト誤差を求め、第2のドリフト補償手段10_I、10_Qで、位相回転後の信号のドリフト誤差を補償することで構成する。

本発明の原理的構成を示す図



Best Available Copy

【特許請求の範囲】

【請求項1】 直交変調波を準同期検波して2系列からなる直交検波信号を出力する直交検波器(1)と、該直交検波信号を位相回転して位相回転のない復調信号I、Qを出力する位相回転部(2)とを有する準同期検波復調回路において、
 前記復調信号I、Qにおける正規復調出力からの位相回転する利得誤差を求める第1の利得誤差検出手段(3)と、
 該位相回転する利得誤差に対して前記位相回転部(2)における位相回転と逆の位相回転を付与する第1の位相回転手段(3A)と、
 前記直交検波信号に対して該第1の位相回転手段(3A)からの利得誤差を補償する第1の利得制御手段(4I, 4Q)と、
 前記復調信号I、Qにおける正規復調出力からの位相回転しない利得誤差を求める第2の利得誤差検出手段(5)と、
 前記位相回転後の信号に対して該第2の利得誤差検出手段(5)からの利得誤差を補償する第2の利得制御手段(6I, 6Q)と、
 前記復調信号I、Qにおける正規復調出力からの位相回転するドリフト誤差を求める第1のドリフト誤差検出手段(7)と、
 該位相回転するドリフト誤差に対して前記位相回転部(2)における位相回転と逆の位相回転を付与する第2の位相回転手段(7A)と、
 前記直交検波信号に対して該第2の位相回転手段(7A)からのドリフト誤差を補償する第1のドリフト補償手段(8I, 8Q)と、
 前記復調信号I、Qにおける正規復調出力からの位相回転しないドリフト誤差を求める第2のドリフト誤差検出手段(9)と、
 前記位相回転後の信号に対して該第2のドリフト誤差検出手段(9)からのドリフト誤差を補償する第2のドリフト補償手段(10I, 10Q)とを設けたことを特徴とする準同期検波復調回路。

【請求項2】 直交変調波を準同期検波して2系列の信号を出力する直交検波器(1)と、該2系列の信号の位相回転を補正して復調信号I、Qを出力する位相回転部(2)とを有する準同期検波復調回路において、
 前記復調信号I、Qにおける正規復調出力からの位相回転する利得誤差を求める第1の利得誤差検出手段(3)と、
 該利得誤差に対して前記位相回転部(2)における位相回転と逆の位相回転を付与する第1の位相回転手段(3A)と、
 前記復調信号I、Qにおける正規復調出力からの位相回転しない利得誤差を求める第2の利得誤差検出手段(5)と、

該第2の利得誤差検出手段(5)からの利得誤差に前記位相回転部(2)における位相回転と逆の位相回転を付与する位相回転部(71)と、
 前記第1の位相回転手段(3A)からの利得誤差と、位相回転部(71)からの利得誤差とを加算する加算器(73, 74)と、
 前記直交検波信号に対して該加算器(73, 74)からの利得誤差を補償する利得制御手段(4I, 4Q)と、
 前記復調信号I、Qにおける正規復調出力からの位相回転するドリフト誤差を求める第1のドリフト誤差検出手段(7)と、
 該ドリフト誤差に対して前記位相回転部(2)における位相回転と逆の位相回転を付与する第2の位相回転手段(7A)と、
 前記復調信号I、Qにおける正規復調出力からの位相回転しないドリフト誤差を求める第2のドリフト誤差検出手段(9)と、
 該第2のドリフト誤差検出手段(9)からのドリフト誤差に前記位相回転部(2)における位相回転と逆の位相回転を付与する位相回転部(72)と、
 前記第2の位相回転手段(7A)からのドリフト誤差と、位相回転部(72)からのドリフト誤差とを加算する加算器(75, 76)と、
 前記直交検波信号に対して該加算器(75, 76)からのドリフト誤差を補償するドリフト補償手段(8I, 8Q)とを設けたことを特徴とする準同期検波復調回路。

【請求項3】 直交変調波を準同期検波して2系列の信号を出力する直交検波器(1)と、該2系列の信号の位相回転を補正して復調信号I、Qを出力する位相回転部(2)とを有する準同期検波復調回路において、
 前記復調信号I、Qにおける正規復調出力からの位相回転する利得誤差を求める第1の利得誤差検出手段(3)と、
 前記復調信号I、Qにおける正規復調出力からの位相回転しない利得誤差を求める第2の利得誤差検出手段(5)と、
 前記第1の利得誤差検出手段(3)からの利得誤差に前記位相回転部(2)における位相回転と逆の位相回転を付与する位相回転部(81)と、
 該位相回転部(81)からの利得誤差の直流分に前記位相回転部(2)における位相回転と同じ位相回転を付与する位相回転部(87)と、
 該位相回転部(87)からの利得誤差と、前記第2の利得誤差検出手段(5)からの利得誤差とを加算する加算器(89, 90)と、
 前記位相回転後の信号に対して該加算器(89, 90)からの利得誤差を補償する可変利得増幅器(93, 94)と、
 前記復調信号I、Qにおける正規復調出力からの位相

転するドリフト誤差を求める第1のドリフト誤差検出手段(7)と、
前記復調信号I、Qにおける正規復調出力からの位相回転しないドリフト誤差を求める第2のドリフト誤差検出手段(9)と、
該第1のドリフト誤差検出手段(7)からのドリフト誤差に前記位相回転部(2)における位相回転と逆の位相回転を付与する位相回転部(82)と、
該位相回転部(82)からのドリフト誤差の直流分を前記位相回転部(2)における位相回転と同じ位相回転を付与する位相回転部(88)と、
該位相回転部(88)からのドリフト誤差と、前記第2のドリフト誤差検出手段(9)からのドリフト誤差とを加算する加算器(91、92)と、
前記位相回転後の信号に対して該加算器(91、92)からのドリフト誤差を補償する加算器(95、96)とを設けたことを特徴とする準同期検波復調回路。

【発明の詳細な説明】

【0001】

【産業上の利用分野】本発明は、直交変調された信号を復調するための準同期検波復調回路に関し、特に準同期検波復調回路における利得制御(AGC)およびドリフト制御(DRC)の組み合わせ方法に関するものである。

【0002】準同期検波復調方式は、直交変調波を復調する際に、固定周波数のローカル信号を使用して復調を行なって得られた信号に対して、デジタルキャリア再生(DCR)によって、位相回転の処理を行って復調信号を得るものである。

【0003】準同期検波復調回路においては、変調側と復調側とにおける、信号振幅成分と、直流成分のずれを補償するために、AGCとDRCとを行うことが必要であり、このような補償を正しく行えるような復調回路が求められている。

【0004】

【従来の技術】図5は、従来の復調回路を示したものであって、同期検波を行う場合を示している。11はハイブリッド(H)、12、13は検波回路、14は電圧制御発振器(VCO)、15は90°ハイブリッド

(H)、16、17はローパスフィルタ、18、19は可変利得増幅器、20、21は加算器、22、23はアナログデジタル変換器(A/D)、24は等化器、25は制御部(CONT)、26、27、28、29、30はローパスフィルタである。

【0005】直交変調(QAM)された中間周波信号入力(IF IN)は、ハイブリッド11で2分岐されて、それぞれ検波回路12、13の一方の入力に加えられる。電圧制御発振器14は、搬送波再生回路(CR)を構成し、入力信号に同期したクロックを再生する。90°ハイブリッド15はこのローカル信号を90°移相

して、それぞれ検波回路12、13の他方の入力に加えることによって、検波回路12、13からそれぞれIチャンネルとQチャンネルの復調出力を発生する。

【0006】IチャンネルとQチャンネルの復調出力は、それぞれ、ローパスフィルタ16、17で帯域制限され、可変利得増幅器18、19において信号振幅のAGCを行われ、加算器20、21において直流成分のずれを補償するDRCを行われたのち、A/D22、23において例えば8ビットのデジタル信号に変換され、トランスバーサル等化器等からなる等化器24において所要の振幅等化を受けて、出力データI_{CH}、Q_{CH}を生じる。

【0007】制御部25においては、復調データI_{CH}、Q_{CH}から、VCO14に対する周波数制御用の信号を作成する。この際の制御信号は、復調データの第1ビットを極性信号(D)、第2ビット以下所定のビット数を有効データ、有効データより下位の1ビットを誤差信号(E)としたとき、Iチャンネルのデータを添字I、Qチャンネルのデータを添字Qで表して、D(I)とE(Q)の排他的論理和、またはD(Q)とE(I)の排他的論理和のデータを使用する。例えば16QAM方式の場合は、有効データは第2、第3ビットであり、第4ビットは誤差信号である。この信号はローパスフィルタ26を経て平滑化されて、制御電圧としてVCO14に供給される。これによってVCO14はその発振周波数を変化し、入力信号の周波数に同期するように制御される。

【0008】また、制御部25においては、復調データI_{CH}、Q_{CH}から、AGC用の制御信号を作成する。この場合の制御信号としては、IチャンネルとQチャンネルに対してそれぞれ、D(I)とE(I)の排他的論理和、およびD(Q)とE(Q)の排他的論理和のデータが使用される。これらの信号は、それぞれローパスフィルタ27、28を経て可変利得増幅器18、19に供給されて、復調信号振幅をそれぞれのチャンネルごとに制御するベースバンド(BB)AGCを行われる。

【0009】さらに制御部25においては、復調データI_{CH}、Q_{CH}から、DRC用の制御信号を作成する。この場合の制御信号としては、IチャンネルとQチャンネルに対してそれぞれ、E(I)とE(Q)のデータが使用される。これらの信号は、それぞれローパスフィルタ29、30を経て平滑化されて、加算器20、21に供給されて、復調データにおける直流分をチャンネルごとに補償する。

【0010】図6は、従来の準同期検波復調回路を示したものであって、図5の回路において搬送波再生部を省略して、固定周波数発振器と位相回転部およびデジタル可変周波数発振器とを付加した構成を有している。図5における同じものを同じ番号で示し、31は固定周波数発振器(OSC)、32は位相回転部、33はローパスフィルタ、34はデジタル可変周波数発振器(DVCO)である。

【0011】図7は、位相回転部の構成を示したもので

あって、36, 37, 38, 39はミキサ、40, 41は加算器である。図7において、位相回転前の信号をI, Qとし、位相回転後の信号をI', Q' としたとき、与えるべき位相回転を θ とすると、ミキサ36, 3

$$I' = I \cos(\theta) - Q \sin(\theta) \quad (1)$$

$$Q' = I \sin(\theta) + Q \cos(\theta) \quad (2)$$

【0012】図8は、DVCOの構成を示したものであって、43, 44は遅延回路、45は加算器、46, 47はそれぞれリードオンリーメモリ (ROM) である。

【0013】制御部25においては、図5に示された場合と同様にして、復調データI_{CH}, Q_{CH}から周波数制御用の信号を作成し、この信号はローパスフィルタ33を経て平滑化されて、遅延回路43に加えられて所要の時間保持されたのち、遅延回路44と加算器45とからなるアキュムレータ (積分器) において、サンプリング周期ごとにカウントアップまたはカウントダウンされ、その出力はROM46, 47にアドレスとして加えられる。このアドレスは、位相回転部32における位相角 θ に対応し、ROM46, 47は、それぞれこのアドレスに対応する $\sin(\theta)$ および $\cos(\theta)$ のデータを20

7, 38, 39の一方の入力に、それぞれ $\cos(\theta)$, $\sin(\theta)$, $\sin(\theta)$, $\cos(\theta)$ の信号を与えることによって、次式の関係によって、所望の位相回転 θ を与えることができる。

【0014】この場合、ミキサ12, 13における復調出力は、IF INとOSC31のローカル信号とが非同期のため、時間的にその位相が回転しているので、その振幅成分および直流成分は、位相回転部32によって位相回転を与えた後において、この位相回転の分だけ回転して出力データに現れる。従って、図6に示された準同期検波復調回路では、図5に示された同期検波復調回路のような単純なAGC, DRCによつては、その振幅成分および直流成分の変化に対する補償を行うことができない。

【0015】図6の回路において、利得変化によって、位相回転前にIチャンネルの復調信号Iが $\Delta i(G)$ Iに変化し、Qチャンネルの復調信号Qが $\Delta q(G)$ Qに変化したとすると、位相回転後のIチャンネルとQチャンネルの復調信号は、

$$\begin{aligned} I'' &= \Delta i(G) I \cos(\theta) - \Delta q(G) Q \sin(\theta) \\ &= I' + (\Delta i(G) - 1) I \cos(\theta) - (\Delta q(G) - 1) Q \sin(\theta) \end{aligned} \quad \dots (3)$$

$$\begin{aligned} Q'' &= \Delta i(G) I \sin(\theta) + \Delta q(G) Q \cos(\theta) \\ &= Q' + (\Delta i(G) - 1) I \sin(\theta) + (\Delta q(G) - 1) Q \cos(\theta) \end{aligned} \quad \dots (4)$$

【0016】従って位相回転後のIチャンネルとQチャンネルの復調信号における振幅誤差は、

$$E_I(G) = (\Delta i(G) - 1) I \cos(\theta) - (\Delta q(G) - 1) Q \sin(\theta) \quad \dots (5)$$

$$E_Q(G) = (\Delta i(G) - 1) I \sin(\theta) + (\Delta q(G) - 1) Q \cos(\theta) \quad \dots (6)$$

であって、位相回転部32における位相回転と同じ位相回転 θ を有している。

【0017】 $\Delta i(G)$, $\Delta q(G)$ は1に近い値を持つものであり、利得変化がないときは、1になるものであ

$$\Delta i(G) - 1 = [E_I(G) \cos(\theta) + E_Q(G) \sin(\theta)] / I \quad \dots (7)$$

$$\Delta q(G) - 1 = [-E_I(G) \sin(\theta) + E_Q(G) \cos(\theta)] / Q \quad \dots (8)$$

【0019】さらに、 $(\Delta i(G) - 1)$, $(\Delta q(G) - 1)$ は(7), (8)式から、

$$\Delta i(G) - 1 = [E_I(G) \cos(-\theta) - E_Q(G) \sin(-\theta)] / I \quad \dots (9)$$

$$\Delta q(G) - 1 = [E_I(G) \sin(-\theta) + E_Q(G) \cos(-\theta)] / Q \quad \dots (10)$$

【0020】(9), (10)式から位相回転前の利得誤差は、位相回転後のIチャンネルとQチャンネルの振幅誤差に対して、位相回転部32の位相回転 θ と逆の位相回転 $(-\theta)$ を与えて、それぞれのチャンネルの位相回転前の復調信号で割ることによって求められる。可変利得増幅器18, 19においては、このようにして求められた利得誤差によってAGCを行うことによって、準同期検波

る。そこで $(\Delta i(G) - 1)$, $(\Delta q(G) - 1)$ は、位相回転前の利得誤差を表している。

【0018】(5), (6)式から $(\Delta i(G) - 1)$, $(\Delta q(G) - 1)$ を求めると、

復調時の振幅成分の変化に対する補償を行うことができる。

【0021】また、図6の回路において、ドリフトの変化によって、位相回転前にIチャンネルの復調出力Iが $(I + \Delta i(D))$ に変化し、Qチャンネルの復調出力Qが $(Q + \Delta q(D))$ に変化したとすると、位相回転後のIチャンネルとQチャンネルの復調信号は、

$$\begin{aligned} I'' &= (I + \Delta i(D)) \cos(\theta) - (Q + \Delta q(D)) \sin(\theta) \\ &= I' + \Delta i(D) \cos(\theta) - \Delta q(D) \sin(\theta) \end{aligned} \quad \dots (11)$$

7

8

$$\begin{aligned} Q'' &= (I + \Delta i(D)) \sin(\theta) + (Q + \Delta q(D)) \cos(\theta) \\ &= Q' + \Delta i(D) \sin(\theta) + \Delta q(D) \cos(\theta) \end{aligned} \quad \dots (12)$$

【0022】従って位相回転後のIチャンネルとQチャンネルの復調信号におけるドリフト誤差は、

$$E_I(D) = \Delta i(D) \cos(\theta) - \Delta q(D) \sin(\theta) \quad \dots (13)$$

$$E_Q(D) = \Delta i(D) \sin(\theta) + \Delta q(D) \cos(\theta) \quad \dots (14)$$

であって、位相回転部32における位相回転と同じ位相回転 θ を有している。

【0023】(13)、(14)式から $\Delta i(D)$ 、 $\Delta q(D)$ を求めると、

$$\Delta i(D) = E_I(D) \cos(\theta) + E_Q(D) \sin(\theta) \quad \dots (15)$$

$$\Delta q(D) = -E_I(D) \sin(\theta) + E_Q(D) \cos(\theta) \quad \dots (16)$$

【0024】さらに、 $\Delta i(D)$ 、 $\Delta q(D)$ は(15)、(16)式から、

$$\Delta i(D) = E_I(D) \cos(-\theta) - E_Q(D) \sin(-\theta) \quad \dots (17)$$

$$\Delta q(D) = E_I(D) \sin(-\theta) + E_Q(D) \cos(-\theta) \quad \dots (18)$$

【0025】(17)、(18)式から位相回転前のドリフト誤差は、位相回転後のIチャンネルとQチャンネルのドリフト誤差に対して、位相回転部32の位相回転 θ と逆の位相回転 $(-\theta)$ を与えることによって求められる。加算器20、21においては、このようにして求められたドリフト誤差によってDRCを行うことによって、準同期検波復調時のドリフト成分の変化に対する補償を行うことができる。

【0026】

【発明が解決しようとする課題】図6に示された従来の準同期検波復調回路によれば、復調部における検波回路からA/D変換器入力に至る部分において発生した、振幅変化と、直流成分のずれに対しては補償することができる。しかしながら、図6に示された準同期検波復調回路では、変調入力信号自体が有する振幅と直流成分の変動に対しては、補償することができない。

【0027】図9は、変調側の概略構成を示したものであって、48、49はデジタルアナログ変換器(D/A)、50、51はローパスフィルタ、52、53はミキサ、54はハイブリッド、55は搬送波発振器(OSC)、56は90°ハイブリッドである。

【0028】IチャンネルとQチャンネルの入力信号は、それぞれD/A48、49においてデジタル信号からアナログ信号に変換され、ローパスフィルタ50、51を経て帯域制限されて、ミキサ52、53に入力される。ミキサ52、53の他方の入力には、OSC55の固定周波数のローカル信号が、90°ハイブリッド56を経て直交位相で加えられているので、ハイブリッド54において、両ミキサ52、53の出力を合成することによって、直交変調波を発生する。

【0029】この際、ミキサ52、53以前の段階およびミキサ52、53において回路の調整や不平衡等に基づいて、出力信号において、振幅と直流成分に正規のレベルから外れた成分を発生する。

【0030】このような、変調入力自体が有する振幅と直流成分における、正規レベルからのずれは、準同期検波復調回路の出力においてそのまま現れ、図6に示された従来のAGCおよびDRCによっては、補償すること

ができないという問題があった。

【0031】本発明は、このような従来技術の課題を解決しようとするものであって、準同期検波復調回路において、変調入力自体が有する振幅と直流成分における規定レベルからのずれに対しても補償することができる、準同期検波復調回路を提供することを目的としている。

【0032】

20 【課題を解決するための手段】

(1) 本発明は、直交変調波を準同期検波して2系列からなる直交検波信号を出力する直交検波器1と、該直交検波信号を位相回転して位相回転のない復調信号I、Qを出力する位相回転部2とを有する準同期検波復調回路において、復調信号I、Qにおける正規復調出力からの位相回転する利得誤差を求める第1の利得誤差検出手段3と、位相回転する利得誤差に対して位相回転部2における位相回転と逆の位相回転を付与する第1の位相回転手段3Aと、直交検波信号に対して第1の位相回転手段3Aからの利得誤差を補償する第1の利得制御手段4I、4Qと、復調信号I、Qにおける正規復調出力からの位相回転しない利得誤差を求める第2の利得誤差検出手段5と、位相回転後の信号に対して第2の利得誤差検出手段5からの利得誤差を補償する第2の利得制御手段6I、6Qと、復調信号I、Qにおける正規復調出力からの位相回転するドリフト誤差を求める第1のドリフト検出手段7と、位相回転するドリフト誤差に対して位相回転部2における位相回転と逆の位相回転を付与する第2の位相回転手段7Aと、直交検波信号に対して第2の位相回転手段7Aからのドリフト誤差を補償する第1のドリフト補償手段8I、8Qと、復調信号I、Qにおける正規復調出力からの位相回転しないドリフト誤差を求める第2のドリフト検出手段9と、位相回転後の信号に対して第2のドリフト検出手段9からのドリフト誤差を補償する第2のドリフト補償手段10I、10Qとを設けたものである。

【0033】(2) また本発明は、直交変調波を準同期検波して2系列の信号を出力する直交検波器1と、この2系列の信号の位相回転を補正して復調信号I、Qを出力する位相回転部2とを有する準同期検波復調回路におい

て、復調信号 I、Q における正規復調出力からの位相回転する利得誤差を求める第 1 の利得誤差検出手段 3 と、この利得誤差に対して位相回転部 2 における位相回転と逆の位相回転を付与する第 1 の位相回転手段 3 A と、復調信号 I、Q における正規復調出力からの位相回転しない利得誤差を求める第 2 の利得誤差検出手段 5 と、第 2 の利得誤差検出手段 5 からの利得誤差に位相回転部 2 における位相回転と逆の位相回転を付与する位相回転部 7 1 と、第 1 の位相回転手段 3 A からの利得誤差と、位相回転部 7 1 からの利得誤差とを加算する加算器 7 3、7 4 と、直交検波信号に対して加算器 7 3、7 4 からの利得誤差を補償する利得制御手段 4 I、4 Q と、復調信号 I、Q における正規復調出力からの位相回転するドリフト誤差を求める第 1 のドリフト検出手段 7 と、このドリフト誤差に対して位相回転部 2 における位相回転と逆の位相回転を付与する第 2 の位相回転手段 7 A と、復調信号 I、Q における正規復調出力からの位相回転しないドリフト誤差を求める第 2 のドリフト検出手段 9 と、第 2 のドリフト検出手段 9 からのドリフト誤差に位相回転部 2 における位相回転と逆の位相回転を付与する位相回転部 7 2 と、第 2 の位相回転手段 7 A からのドリフト誤差と、位相回転部 7 2 からのドリフト誤差とを加算する加算器 7 5、7 6 と、直交検波信号に対して加算器 7 5、7 6 からのドリフト誤差を補償するドリフト補償手段 8 I、8 Q とを設けたものである。

【0034】(3) また本発明は、直交変調波を準同期検波して 2 系列の信号を出力する直交検波器 1 と、この 2 系列の信号の位相回転を補正して復調信号 I、Q を出力する位相回転部 2 とを有する準同期検波復調回路において、復調信号 I、Q における正規復調出力からの位相回転する利得誤差を求める第 1 の利得誤差検出手段 3 と、復調信号 I、Q における正規復調出力からの位相回転しない利得誤差を求める第 2 の利得誤差検出手段 5 と、第 1 の利得誤差検出手段 3 からの利得誤差に位相回転部 2 における位相回転と逆の位相回転を付与する位相回転部 8 1 と、位相回転部 8 1 からの利得誤差の直流分に位相回転部 2 における位相回転と同じ位相回転を付与する位相回転部 8 7 と、位相回転部 8 7 からの利得誤差と、第 2 の利得誤差検出手段 5 からの利得誤差とを加算する加算器 8 9、9 0 と、位相回転後の信号に対して加算器 8 9、9 0 からの利得誤差を補償する可変利得増幅器 9 3、9 4 と、復調信号 I、Q における正規復調出力からの位相回転するドリフト誤差を求める第 1 のドリフト誤差検出手段 7 と、復調信号 I、Q における正規復調出力からの位相回転しないドリフト誤差を求める第 2 のドリフト誤差検出手段 9 と、第 1 のドリフト誤差検出手段 7 からのドリフト誤差に位相回転部 2 における位相回転と逆の位相回転を付与する位相回転部 8 2 と、位相回転部 8 2 からのドリフト誤差の直流分に位相回転部 2 における位相回転と同じ位相回転を付与する位相回転部 8 8

と、位相回転部 8 8 からのドリフト誤差と、第 2 のドリフト誤差検出手段 9 からのドリフト誤差とを加算する加算器 9 1、9 2 と、位相回転後の信号に対して加算器 9 1、9 2 からのドリフト誤差を補償する加算器 9 5、9 6 とを設けたものである。

【0035】

【作用】

(1) 準同期検波復調回路においては、直交変調波を準同期検波して 2 系列からなる直交検波信号を出力し、位相回転部 2 でこの直交検波信号を位相回転して、位相回転のない復調信号 I、Q を出力する。

【0036】第 1 の発明では、復調信号 I、Q における位相回転する利得誤差を求め、位相回転部 2 における位相回転と逆の位相回転を与えて、この利得誤差によって、直交検波信号に対して利得制御を行い、また、復調信号 I、Q における位相回転するドリフト誤差を求め、位相回転部 2 における位相回転と逆の位相回転を与えて、このドリフト誤差によって、直交検波信号に対してドリフト補償を行う。

【0037】さらに、復調信号 I、Q における位相回転しない利得誤差を求め、この利得誤差によって、位相回転後の信号に対して利得制御を行い、また、復調信号 I、Q における位相回転しないドリフト誤差を求め、このドリフト誤差によって、位相回転後の信号に対してドリフト補償を行う。

【0038】従って、第 1 の発明によれば、復調出力 I、Q において位相回転して現れる、直交検波の段階で発生した、振幅と直流分の誤差に対する補償を行うことができるとともに、復調出力 I、Q において位相回転しない、変調側で生じた振幅と直流分の誤差に対しても、補償を行うことができる。

【0039】(2) 第 2 の発明では、復調信号 I、Q における位相回転する利得誤差を求めて、位相回転部 2 における位相回転と逆の位相回転を与えたものと、復調信号 I、Q における位相回転しない利得誤差を求めて、位相回転部 2 における位相回転と逆の位相回転を与えたものとを加算して、加算された信号によって、直交検波信号に対して利得制御を行う。

【0040】また、復調信号 I、Q における位相回転するドリフト誤差を求めて、位相回転部 2 における位相回転と逆の位相回転を与えたものと、復調信号 I、Q における位相回転しないドリフト誤差を求めて、位相回転部 2 における位相回転と逆の位相回転を与えたものとを加算して、加算された信号によって、直交検波信号に対してドリフト制御を行う。

【0041】従って、第 2 の発明によれば、第 1 の発明と同様に、直交検波の段階で発生した、振幅と直流分の誤差に対する補償を行うことができるとともに、変調側で生じた振幅と直流分の誤差に対しても、補償を行うことができる。

【0042】(3) 第3の発明では、復調信号I、Qにおける位相回転する利得誤差を求めて、位相回転部2における位相回転と逆の位相回転を与えたものから直流分を抽出し、これに対して位相回転部2における位相回転と逆の位相回転を与えたものと、復調信号I、Qにおける位相回転しない利得誤差とを加算して、加算された信号によって、位相回転後の復調信号に対して利得制御を行う。

【0043】また、復調信号I、Qにおける位相回転するドリフト誤差を求めて、位相回転部2における位相回転と逆の位相回転を与えたものから直流分を抽出し、これに対して位相回転部2における位相回転と逆の位相回転を与えたものと、復調信号I、Qにおける位相回転しないドリフト誤差とを加算して、加算された信号によって、位相回転後の復調信号に対してドリフト制御を行う。

【0044】従って、第3の発明によれば、第1の発明と同様に、直交検波の段階で発生した、振幅と直流分の誤差に対する補償を行うことができるとともに、変調側で生じた振幅と直流分の誤差に対しても、補償を行うことができる。

【0045】

【実施例】図2は、本発明の実施例(1)を示したものであって、図6における同じものを同じ番号で示し、25Aは周波数制御部、57は位相回転する利得誤差を求める第1の利得誤差検出部、58は位相回転するドリフト誤差を求める第1のドリフト誤差検出部、59は位相回転しない利得誤差を求める第2の利得誤差検出部、60は位相回転しないドリフト誤差を求める第2のドリフト誤差検出部、61、62はローパスフィルタ、63、64は利得制御部、65、66はローパスフィルタ、67、68は加算器、69、70はそれぞれ位相回転部である。

【0046】周波数制御部25Aは、図6に示された従来例の制御部25と同様にして、周波数制御用の信号を発生し、ローパスフィルタ33を経て、DVCO34を制御する。これによって、DVCO34は、位相回転信号 $\cos \theta$ 、 $\sin \theta$ を発生して、位相回転部32に与えることによって、位相回転部32において、変調出力に対する所要の位相回転が行われる。

【0047】利得誤差検出部57は、復調出力 I_{CH} 、 Q_{CH} における誤差成分から、DVCO34から与えられる位相回転信号 $\cos \theta$ 、 $\sin \theta$ と同期した成分を検出し、これから、位相回転 θ を有する利得誤差をIチャンネルとQチャンネルとについて抽出する。この利得誤差は、ローパスフィルタ27、28を経て、位相回転部69に与えられる。

【0048】位相回転部69は、利得誤差検出部57において検出された位相回転 θ を有する利得誤差に対して、DVCO34から与えられる位相回転信号 \cos

θ 、 $\sin \theta$ を用い、(7)、(8)式の関係によって、位相回転部32における位相回転 θ と逆の位相回転($-\theta$)を与えることによって、(9)、(10)式の関係によって示される、位相回転前の利得誤差を求める。

【0049】この利得誤差は、ミキサ12、13の出力における復調信号と同位相であるから、可変利得増幅器18、19に利得制御信号として与えることによって、位相回転を有する利得誤差の補償を行うことができる。

【0050】ドリフト誤差検出部58は、復調出力 I_{CH} 、 Q_{CH} におけるドリフト成分から、DVCO34から与えられる位相回転信号 $\cos \theta$ 、 $\sin \theta$ と同期した成分を検出することによって、位相回転 θ を有するドリフト誤差をIチャンネルとQチャンネルとについて抽出する。このドリフト誤差は、ローパスフィルタ29、30を経て、位相回転部70に与えられる。

【0051】位相回転部70は、ドリフト誤差検出部58において検出された位相回転 θ を有するドリフト誤差に対して、DVCO34から与えられる位相回転信号 $\cos \theta$ 、 $\sin \theta$ を用い、(15)、(16)式の関係によって、位相回転部32における位相回転 θ と逆の位相回転($-\theta$)を与えることによって、(17)、(18)式の関係によって示される、位相回転前のドリフト誤差を求める。

【0052】このドリフト誤差は、ミキサ12、13の出力における復調信号と同位相であるから、加算器20、21にドリフト補償信号として与えることによって、位相回転を有するドリフト誤差の補償を行うことができる。

【0053】一方、利得誤差検出部59は、復調出力 I_{CH} 、 Q_{CH} における誤差成分が0になる条件から、位相回転しない利得誤差をIチャンネルとQチャンネルとについて抽出する。この利得誤差は、ローパスフィルタ61、62を経て、利得制御部63、64に与えられる。

【0054】利得制御部63、64は、この利得誤差を利得制御信号として利得制御を行うことによって、位相回転部32の出力における、位相回転しない利得誤差を補償する。従って、入力信号 I_{F} 、 I_{N} における、変調入力自体が有する、振幅の規定レベルからのずれを補償することができる。

【0055】また、ドリフト誤差検出部60は、復調出力 I_{CH} 、 Q_{CH} における誤差成分から、位相回転しないドリフト誤差をIチャンネルとQチャンネルとについて抽出する。このドリフト誤差は、ローパスフィルタ65、66を経て、加算器67、68に与えられる。

【0056】加算器67、68は、このドリフト誤差をドリフト補償信号として利得制御部63、64の出力に加算することによって、位相回転部32の出力における、位相回転しないドリフト誤差を補償する。従って、入力信号 I_{F} 、 I_{N} における、変調入力自体が有する、直流成分の規定レベルからのずれを補償することができ

る。

【0057】図2に示された実施例によれば、準同期検波復調回路において、位相回転部以前において発生した復調信号の振幅と直流成分のずれに対する補償と、これによって補償されない、変調側において発生した、変調入力信号自体が有する振幅と直流成分のずれに対する補償とをそれぞれのチャンネルにおいて別個に行うので、準同期検波復調回路における、復調信号の振幅と直流成分のずれに対する補償をより完全に行うことができる。

【0058】図3は、本発明の実施例(2)を示したものであって、図2における同じものを同じ番号で示し、71、72は位相回転部、73、74、75、76は加算器である。

【0059】位相回転部71は、利得誤差検出部59において求められた、位相回転しない利得誤差に対して、DVCO34から与えられる位相回転信号 $\cos \theta$ 、 $\sin \theta$ を用い、位相回転部69と同様の位相回転を行って、位相回転部32における位相回転 θ と逆の位相回転($-\theta$)を与えることによって、位相回転前の利得誤差を求める。

【0060】加算器73、74は、位相回転部69の出力と、位相回転部71の出力とを加算して、可変利得増幅器18、19に与える。可変利得増幅器18、19は、この利得誤差を利得制御信号として利得制御を行うことによって、位相回転部32の出力における、位相回転する利得誤差と、位相回転しない利得誤差とを補償する。

【0061】位相回転部72は、ドリフト誤差検出部60において求められた、位相回転しないドリフト誤差に対して、DVCO34から与えられる位相回転信号 $\cos \theta$ 、 $\sin \theta$ を用い、位相回転部70と同様の位相回転を行って、位相回転部32における位相回転 θ と逆の位相回転($-\theta$)を与えることによって、位相回転前のドリフト誤差を求める。

【0062】加算器75、76は、位相回転部70の出力と、位相回転部72の出力とを加算して、加算器20、21に与える。加算器20、21は、このドリフト誤差をドリフト補償信号として可変利得増幅器18、19の出力に加算することによって、位相回転部32の出力における、位相回転するドリフト誤差と、位相回転しないドリフト誤差とを補償する。

【0063】図3に示された実施例によれば、変調器側において発生した、変調入力信号自体が有する振幅と直流成分のずれに対する補償のための制御信号を、準同期検波復調回路において、位相回転部以前において発生した復調信号の振幅と直流成分のずれに対する補償のための制御信号と、同じ位相回転状態として加算して、位相回転部以前において補償を行うようにしたので、復調側において発生した振幅と直流成分のずれと、変調側にお

分のずれとを、ともに補償することができる。

【0064】図4は、本発明の実施例(3)を示したものであって、図2における同じものを同じ番号で示し、81、82は位相回転部、83、84、85、86はローパスフィルタ、87、88は位相回転部、89、90、91、92は加算器、93、94は可変利得増幅器、95、96は加算器である。

【0065】位相回転部81は、利得誤差検出部57において求められた、位相回転する利得誤差に対して、DVCO34から与えられる位相回転信号 $\cos \theta$ 、 $\sin \theta$ を用い、位相回転部69と同様の位相回転を行って、位相回転($-\theta$)を与えることによって、位相回転しないときの利得誤差を求める。この利得誤差から、ローパスフィルタ83、84によって、直流分を求める。

【0066】位相回転部87は、ローパスフィルタ83、84からの利得誤差の直流分に対して、DVCO34から与えられる位相回転信号 $\cos \theta$ 、 $\sin \theta$ を用い、位相回転部32と同様の位相回転を行って、位相回転(θ)を与えることによって、位相回転したときの利得誤差を求める。

【0067】加算器89、90は、ローパスフィルタ61、62からの位相回転しない利得誤差と、位相回転部87からの位相回転する利得誤差とを加算して、可変利得増幅器93、94に与える。可変利得増幅器93、94は、この利得誤差を利得制御信号として利得制御を行うことによって、復調出力における、位相回転する利得誤差と、位相回転しない利得誤差とを補償する。

【0068】位相回転部82は、ドリフト誤差検出部58において求められた、位相回転するドリフト誤差に対して、DVCO34から与えられる位相回転信号 $\cos \theta$ 、 $\sin \theta$ を用い、位相回転部70と同様の位相回転を行って、位相回転($-\theta$)を与えることによって、位相回転しないときのドリフト誤差を求める。このドリフト誤差から、ローパスフィルタ85、86によって、直流分を求める。

【0069】位相回転部88は、ローパスフィルタ85、86からのドリフト誤差の直流分に対して、DVCO34から与えられる位相回転信号 $\cos \theta$ 、 $\sin \theta$ を用い、位相回転部32と同様の位相回転を行って、位相回転(θ)を与えることによって、位相回転したときのドリフト誤差を求める。

【0070】加算器91、92は、ローパスフィルタ65、66からの位相回転しないドリフト誤差と、位相回転部88からの位相回転するドリフト誤差とを加算して、加算器95、96に与える。加算器95、96は、このドリフト誤差を可変利得増幅器93、94からの信号に加算してドリフト制御を行うことによって、復調出力における、位相回転するドリフトと、位相回転しないドリフトとを補償する。

【0071】なおこれらの場合における、利得誤差検出

部 57、ドリフト誤差検出部 58 に対する入力としては、復調出力 I_{CH} 、 Q_{CH} における正規復調レベルからの位相回転する振幅誤差とドリフト誤差とを使用し、利得誤差検出部 59、ドリフト誤差検出部 60 に対する入力としては、復調出力 I_{CH} 、 Q_{CH} における正規復調レベルからの位相回転しない振幅誤差とドリフト誤差とを使用する。

【0072】図 4 に示された実施例によれば、変調側において発生した、準同期検波復調回路における、位相回転部以前において発生した復調信号の振幅と直流成分のずれに対する補償のための制御信号を、変調入力信号自体が有する振幅と直流成分のずれに対する補償のための制御信号と、同一位相回転状態として加算して、位相回転部以後において補償を行うようにしたので、復調側において発生した振幅と直流成分のずれと、変調側において発生した、変調入力信号自体が有する振幅と直流成分のずれとを、ともに補償することができる。この実施例の方法は、復調出力の位相回転後において、すべての処理を行うことができるので、LSI 化する場合等に便利である。

【0073】

【発明の効果】以上説明したように本発明によれば、準同期検波復調回路において、位相回転部以前において発生した復調信号の振幅と直流成分のずれに対する補償と、変調側において発生した、変調入力信号自体が有する振幅と直流成分のずれに対する補償とを同時に行うことができるので、準同期検波復調回路における、信号品質向上の上で、極めて効果的である。

【図面の簡単な説明】

【図 1】本発明の原理的構成を示す図である。

【図 2】本発明の実施例 (1) を示す図である。

【図 3】本発明の実施例 (2) を示す図である。

【図 4】本発明の実施例 (3) を示す図である。

【図 5】従来の復調回路を示す図である。

【図 6】従来の準同期検波復調回路を示す図である。

【図 7】位相回転部の構成を示す図である。

【図 8】DVCO の構成を示す図である。

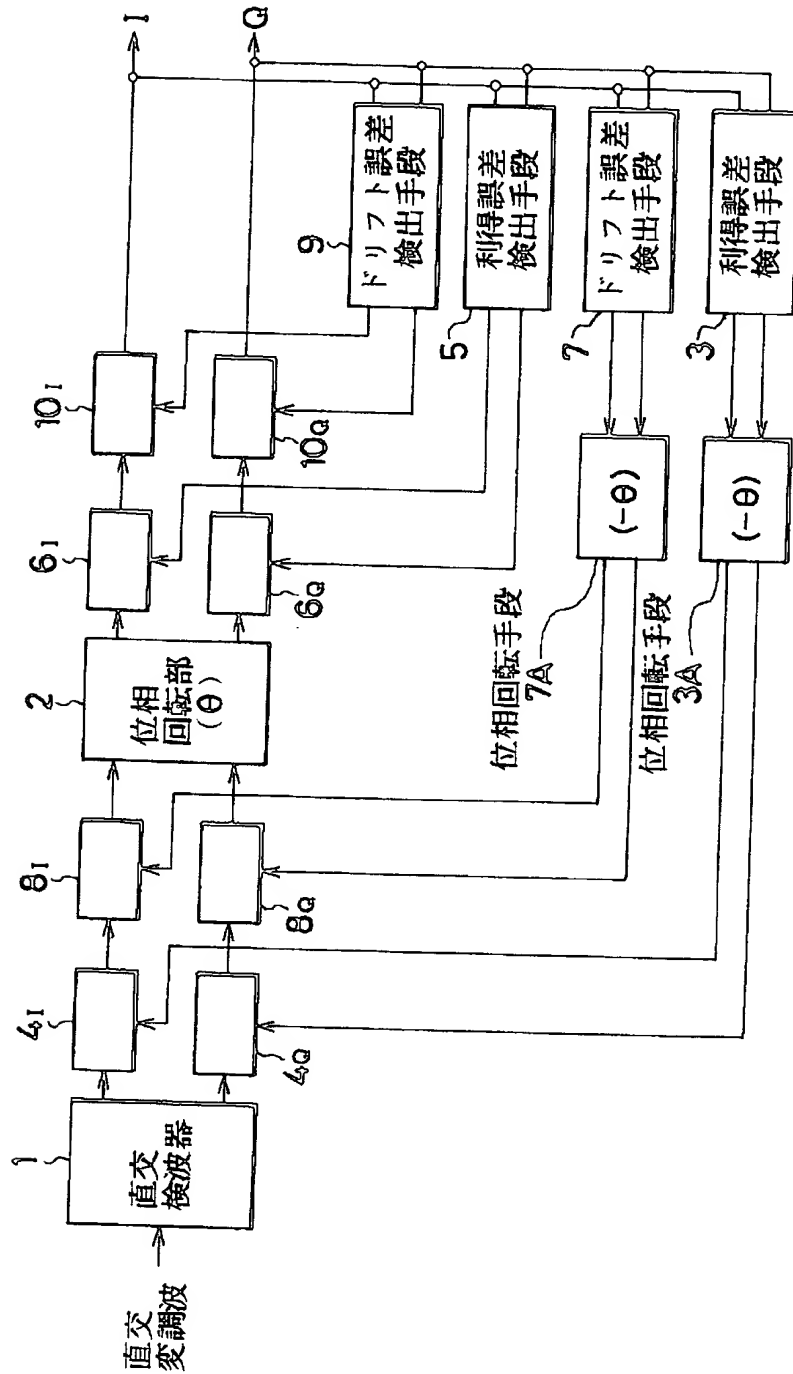
【図 9】変調側の概略構成を示す図である。

【符号の説明】

- | | |
|-------|------------|
| 1 | 直交検波器 |
| 2 | 位相回転部 |
| 3 | 利得誤差検出手段 |
| 3A | 位相回転手段 |
| 4I | 利得制御手段 |
| 4Q | 利得制御手段 |
| 5 | 利得誤差検出手段 |
| 10 6I | 利得制御手段 |
| 6Q | 利得制御手段 |
| 7 | ドリフト誤差検出手段 |
| 7A | 位相回転手段 |
| 8I | ドリフト補償手段 |
| 8Q | ドリフト補償手段 |
| 9 | ドリフト誤差検出手段 |
| 10I | ドリフト補償手段 |
| 10Q | ドリフト補償手段 |
| 71 | 位相回転部 |
| 20 72 | 位相回転部 |
| 73 | 加算器 |
| 74 | 加算器 |
| 75 | 加算器 |
| 76 | 加算器 |
| 81 | 位相回転部 |
| 82 | 位相回転部 |
| 87 | 位相回転部 |
| 88 | 位相回転部 |
| 89 | 加算器 |
| 30 90 | 加算器 |
| 91 | 加算器 |
| 92 | 加算器 |
| 93 | 可変利得増幅器 |
| 94 | 可変利得増幅器 |
| 95 | 加算器 |
| 96 | 加算器 |

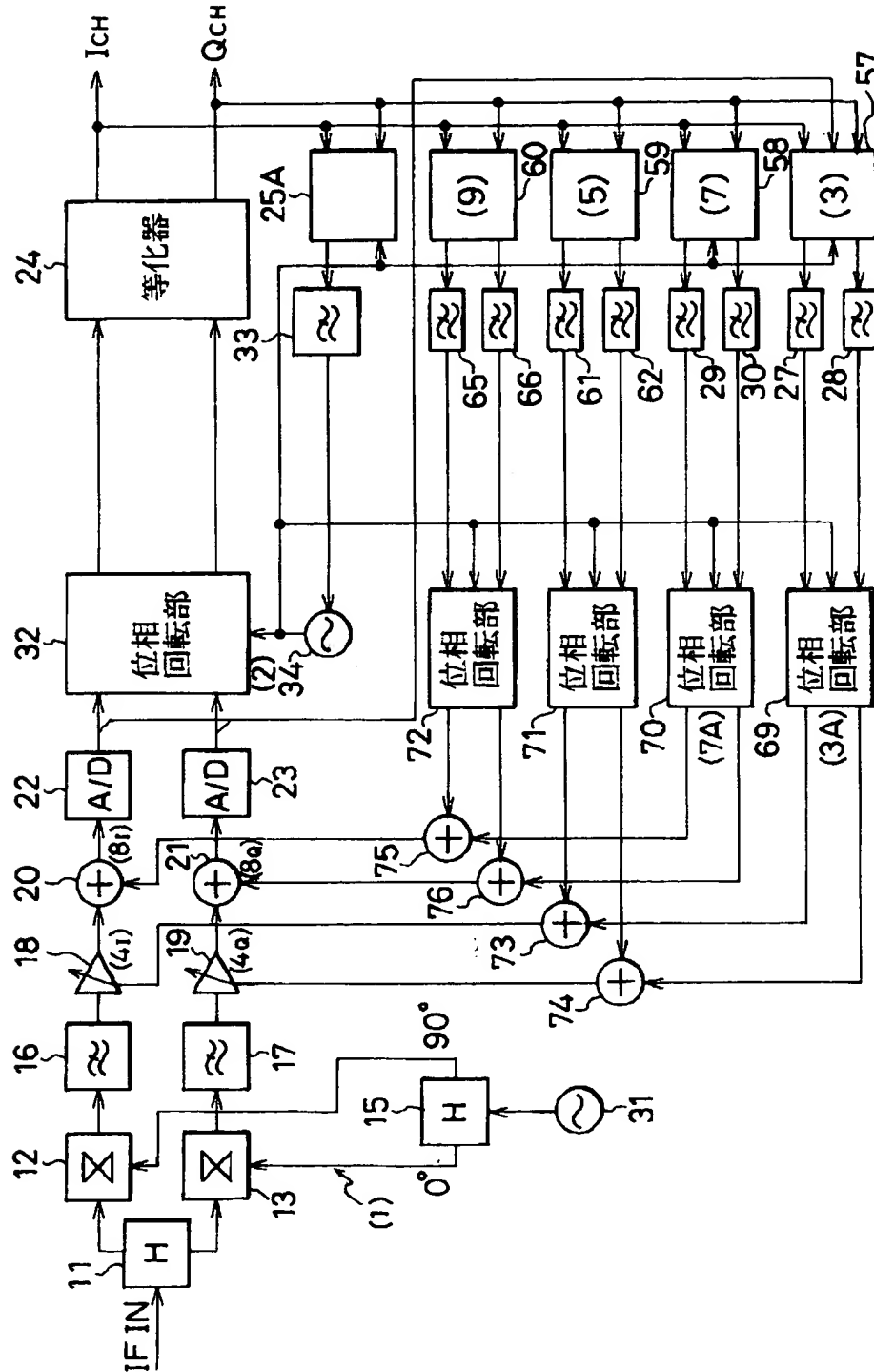
【図1】

本発明の原理的構成を示す図



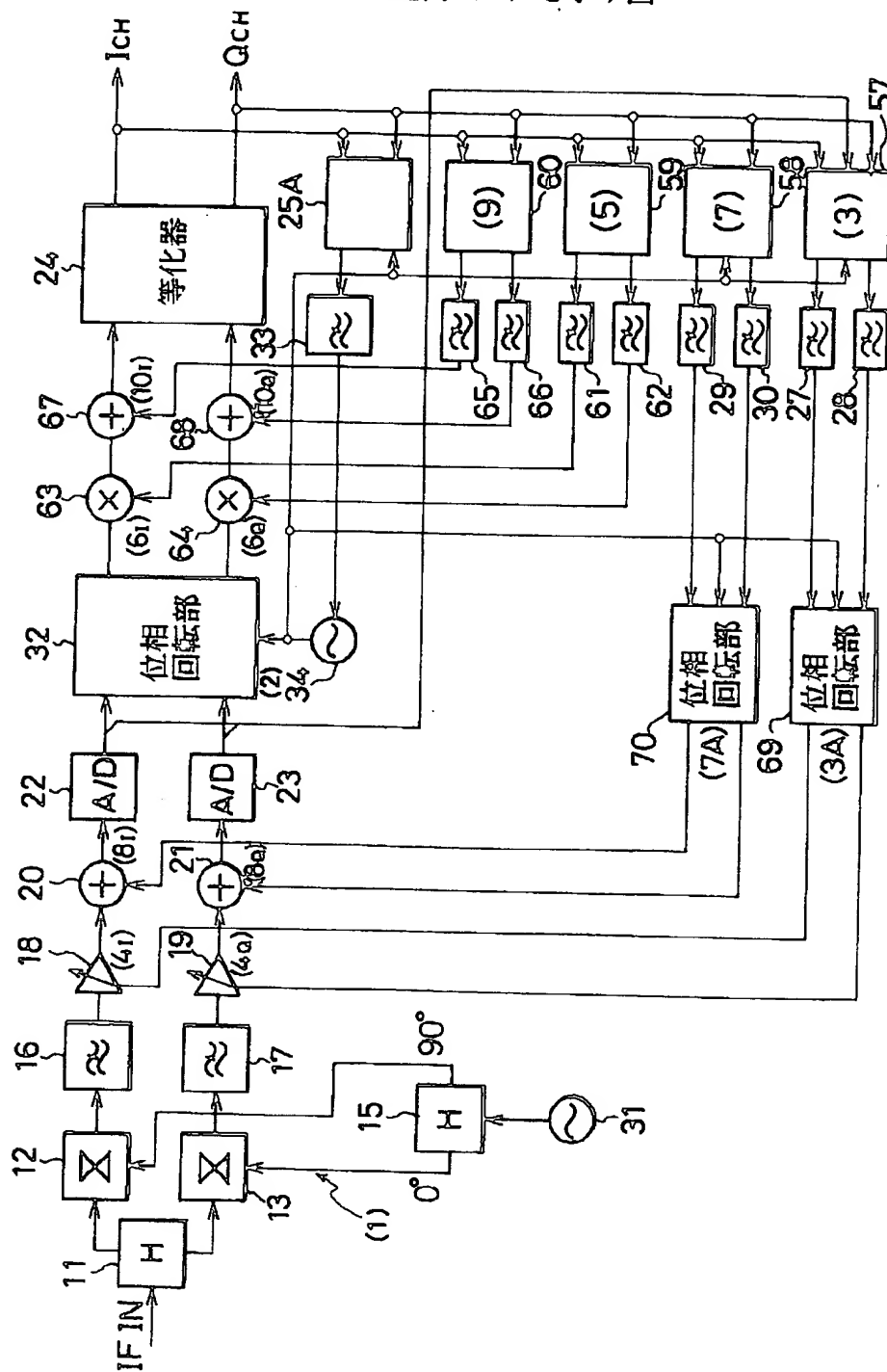
【図3】

本発明の実施例（２）を示す図



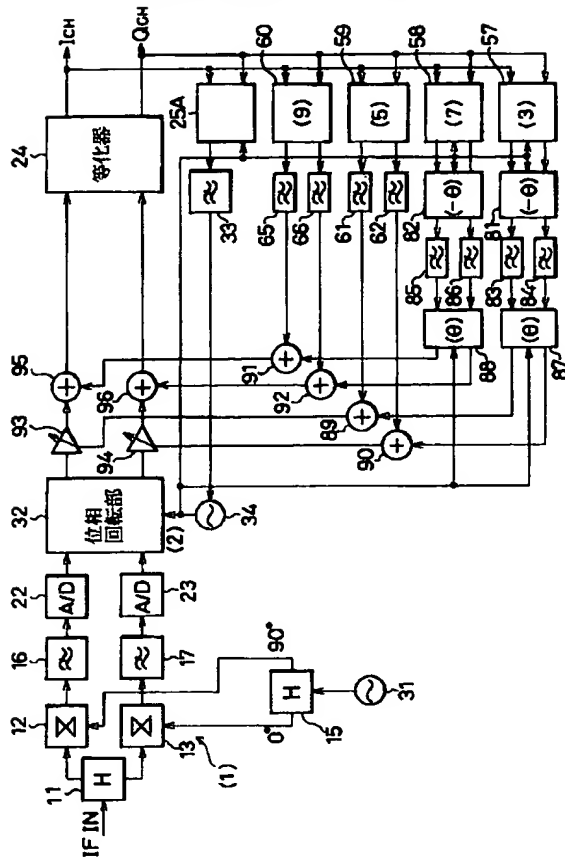
【図2】

本発明の実施例（１）を示す図



【図 4】

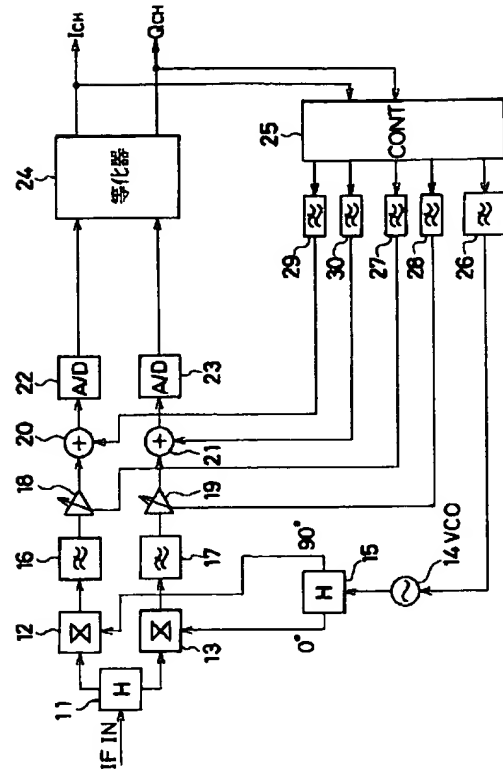
本発明の実施例(3)を示す図



【図 8】

【図 5】

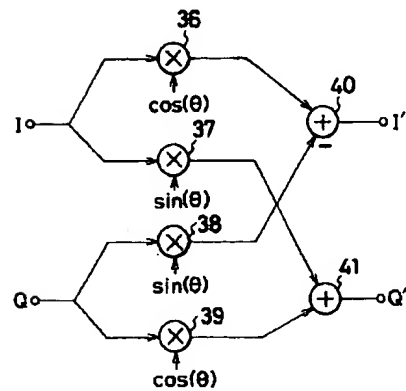
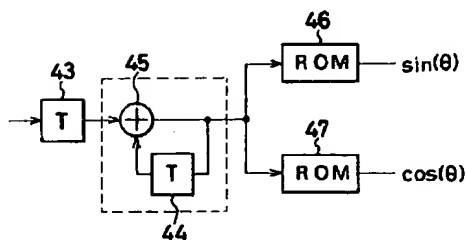
従来の復調回路を示す図



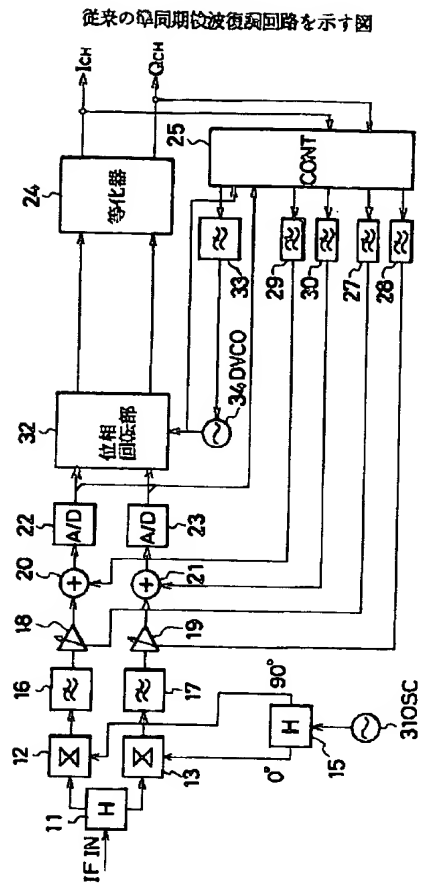
【図 7】

位相回転部の構成を示す図

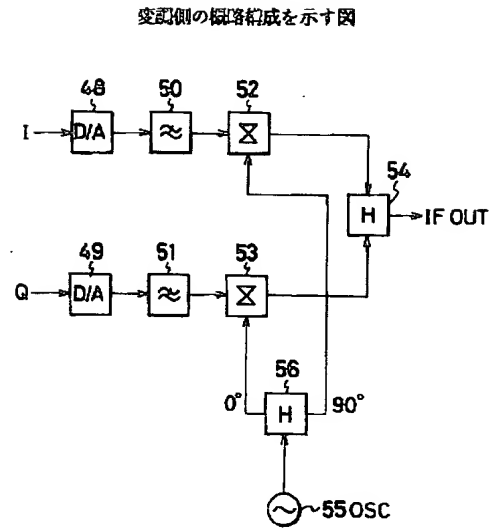
DVCOの構成を示す図



【図6】



【図9】



**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning
Operations and is not part of the Official Record**

BEST AVAILABLE IMAGES

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ **BLACK BORDERS**
- ☐ **IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES**
- ☒ **FADED TEXT OR DRAWING**
- ☐ **BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING**
- ☐ **SKEWED/SLANTED IMAGES**
- ☐ **COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS**
- ☐ **GRAY SCALE DOCUMENTS**
- ☐ **LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT**
- ☐ **REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY**
- ☐ **OTHER:** _____

IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.

As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.

